

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **05183342 A**(43) Date of publication of application: **23.07.93**

(51) Int. Cl. **H03D 1/06**
H03D 1/22

(21) Application number: **03345393**(22) Date of filing: **26.12.91**(71) Applicant: **TOSHIBA CORP**

(72) Inventor: **TSURUMI HIROSHI**
TANIMOTO HIROSHI
KOYAMA MIKIO

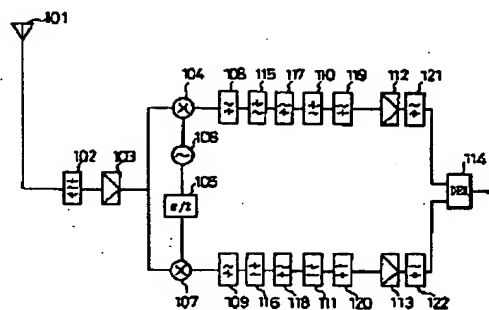
(54) **RECEIVER**

(57) Abstract:

PURPOSE: To provide the receiver in which the effect of nonlinear distortion is reduced.

CONSTITUTION: The receiver is provided with high pass filters 108, 109, 117-122, in which a low cut-off frequency between a frequency converter and a demodulator is set between a frequency of a modulation signal subjected to amplitude modulation or frequency modulation digitally or analogically resulting from a high frequency signal for an object radio communication system and a maximum frequency frequency of a frequency modulation signal used by the radio communication system and a prescribed attenuation at the outside the band is provided in order to attenuate output distortion at a band which has been a problem in the direct conversion system. Thus, the effect of nonlinear distortion is reduced.

COPYRIGHT: (C)1993,JPO&Japio



BEST AVAILABLE COPY

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19)日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-183342

(43)公開日 平成5年(1993)7月23日

(51)Int.Cl.⁵

H 0 3 D 1/06
1/22

識別記号

庁内整理番号

4239-5 J

A 4239-5 J

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数5(全 9 頁)

(21)出願番号 特願平3-345393

(22)出願日 平成3年(1991)12月26日

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72)発明者 鶴見 博史

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1 株式会
社東芝総合研究所内

(72)発明者 谷本 洋

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1 株式会
社東芝総合研究所内

(72)発明者 小山 幹雄

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1 株式会
社東芝総合研究所内

(74)代理人 弁理士 三好 秀和 (外4名)

(54)【発明の名称】 受信機

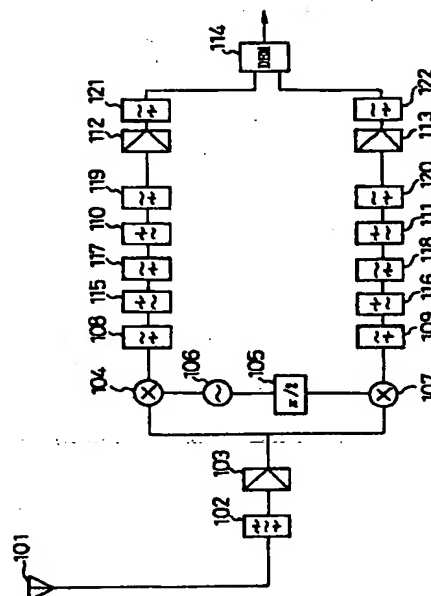
BEST AVAILABLE COPY

(57)【要約】

【目的】 非線形歪みの影響を低減し得る受信機を提供することを目的とする。

【構成】 ダイレクトコンバージョン方式で問題となっていた、ベースバンドでの出力歪みを減衰させるために、周波数変換器と復調器までの間、低域遮断周波数が、対象とする無線通信システムで使用される高周波信号をデジタル的もしくはアナログ的に振幅変調もしくは周波数変調する変調信号の周波数と、前記無線通信システムで使用される周波数変調信号の最大周波数偏移周波数との間に設定されており、帯域外の所定の減衰量を持つ高域通過フィルタを備えている。

【効果】 非線形歪みの影響を低減することができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 デジタル的もしくはアナログ的に振幅変調もしくは周波数変調された高周波信号の中心周波数とほぼ等しい周波数の基準信号を発生するローカル発振器と、該ローカル発振器からの基準信号を位相が相互に直交する第1及び第2の基準信号を得るための移相器と、前記高周波信号と、前記移相器からの第1及び第2の基準信号とをそれぞれミキシングし、第1および第2のベースバンド信号を得るための第1及び第2の周波数変換器と、前記周波数変換器出力を入力信号とする第1及び第2の低域通過フィルタと、前記低域通過フィルタ出力を増幅するための第1及び第2の増幅器と、前記増幅器出力信号を復調するため復調器とを備えた受信機において、前記第1及び第2の周波数変換器と復調器との間に、低域遮断周波数が、当該無線通信システムで使用される高周波信号をデジタル的もしくはアナログ的に周波数変調する変調信号の周波数と当該通信システムで使用される周波数変調信号の最大周波数偏移周波数との間に設定され、帯域外で所定の減衰量を持つ高域通過フィルタを備えたことを特徴とする受信機。

【請求項2】 前記帯域通過フィルタは、第1及び第2の周波数変換器から、復調器までの間に1つ以上のコンデンサを挿入することによって実現される請求項1記載の受信機。

【請求項3】 前記高域通過フィルタの帯域外減衰量は、復調器前段において、当該通信システムで使用される周波数変調信号の、変調周波数以上の周波数に存在する干渉波信号のレベルが、所望波の受信感度レベルよりも、少なくとも所定の値だけ小さく設定された請求項1又は請求項2記載の受信機。

【請求項4】 前記所定の値は、受信機の誤り率が10⁻²以下となる様に設定された請求項3記載の受信機。

【請求項5】 前記高域通過フィルタは、前記低域通過フィルタと一体化し、帯域通過フィルタとして実現される請求項1記載の受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、帯域電話、自動車電話、ページ等の移動通信システムに用いられる受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】 近年、移動通信端末の急速な普及に伴って、端末に対して小形化、軽量化、定価格化が要求されてきている。ダイレクトコンバージョン受信方式は、この様な低価格化、小形の携帯端末の受信部を構成することが可能な受信方式として近年になって注目を集めている。

【0003】 以下にダイレクトコンバージョン受信機の構成について説明する。ダイレクトコンバージョン受信

方式は、受信した高周波RF信号を、これと同じ周波数を持つローカル発振器信号によってミキシングし、直接ベースバンドに周波数変換して検波を行う受信方式である。図6にダイレクトコンバージョン受信機の構成例を示す。同図において、アンテナ201より受信されたRF信号はRFフィルタ202を通過後、RFアンプ203で増幅され、2チャンネルに分けられ、ミキサ（周波数変換器）204、207において、ローカル発振器206からの、RF信号と同じ周波数を持つ搬送波とミキシングされる。このローカル発振器は第1のミキサ204、及び90°移相器205を介して第2のミキサ207にそれぞれ接続されている。

【0004】 受信されたRF信号は第1、第2のミキサによって90°の位相関係にあるベースバンド信号に変換され、ローパスフィルタ210、211を通過後、ベースバンドアンプ212、213によって増幅され、例えば、フリップフロップ検波器214等の検波器によって検波される。尚、ミキサの後段のACカップリング208、209はミキサで生じた直流成分によってフィルタ210、211やアンプ212、213が飽和すること防ぐため、直流成分除去の目的で挿入してあるものである。

【0005】 ダイレクトコンバージョン受信方式は、RF信号を直接ベースバンドに周波数変換するため、中間周波数を持たず、原理的にイメージ応答が存在しないことにより、スーパーヘテロダイン方式のRF段に通常使用されているイメージ除去用の急峻なフィルタが不要であること、ベースバンドのチャンネル選択用のフィルタがLSI化可能なこと、などの理由により近年のLSIの進歩とともに、受信機の小形化が実現できる受信方式として注目されている。

【0006】 さて、このダイレクトコンバージョン受信機の大きな特徴として、チャンネル選択フィルタ210、211をベースバンドのLSIでチップ化でき、受信部の小形化が図れるということが挙げられる。このフィルタは能動フィルタであり、通常スイッチドキャパシタフィルタ(SCF)、もしくはジャイレータフィルタ(GF)などによって構成される。しかしながら、これらの能動フィルタは、小形化という点では優れているものの、従来のスーパーヘテロダイン受信方式で通常に使用されるセラミックフィルタ、水晶フィルタなどの受動フィルタと比較して、(1) 雑音レベルが高い。(2) 強信号入力時の非線形歪み出力が大きい等の問題がある。

【0007】 ここで、(1)の雑音レベルが高いという点に着目すると、これらSCF、GFの雑音レベルによって受信部のNF（雑音指数）が劣化しないようにするためには、これらフィルタ前段のRF段、すなわちRFアンプ、ミキサなどで充分な利得を得るか、または、周波数変換後のベースバンド段で、SCF、GF前段に、より雑音レベルの低いプリフィルタ（利得ブロック：図7

の315, 316)を挿入する事が必要となってくる。しかし、SCF、GFの雑音レベルが、通常のスーパーヘテロダイン受信機で使用する受動フィルタと比較して通常20dB~30dB程度大きいことにより、これらの利得ブロックに要求される利得は、スーパーヘテロダイン受信機におけるRFアンプ、ミキサなどよりも、かなり大きくとる必要がある。

【0008】さらに、ダイレクトコンバージョン受信機では、例えばダブルスーパーヘテロダイン方式のように、第1・第2IF周波数に於ける利得ブロックが存在しないため、RFアンプ、ミキサの利得ブロックとしての負担は余分に大きいものとなる。

【0009】次に、(2) 強信号入力時の非線形歪み出力が大きいという点に着目すると、これは、トランジスタなどの元来非線形性を持つ素子を使用する場合に避けられない現象である。さらに、非線形性を持つのは、ベースバンドのSCF、GFだけで無く、RFアンプ、ミキサ、そしてプリフィルタ(通常能動フィルタ)でも非線形歪みを発生する。

【0010】すなわち、図7に示すダイレクトコンバージョン受信機では、ベースバンド部のSCF、GF310, 311の前段で十分な利得を得て、しかも強信号入力時には、非線形歪みを発生しないように受信部の設計を行う必要がある。この点で、ダイレクトコンバージョン受信機のダイナミックレンジを得ることは、スーパーヘテロダイン受信機よりも格段に難しいことになる。

【0011】さて、以上に述べた様に、ダイレクトコンバージョン受信機においては、受信機のダイナミックレンジを取ることが難しく、特に強入力の信号、干渉波に対する充分な耐性を備えることが実用化への重要な課題と言える。一般に受信機の強信号入力に対する仕様としては、相互変調特性(隣接チャネル、次隣接チャネルへ干渉信号を入力)、隣接チャネル感度抑圧特性(隣接チャネルへ干渉信号を入力)などがある。このうち、隣接チャネル感度抑圧特性について図8を用いて説明する。同図で401は所望波は信号、402が隣接チャネル信号である。隣接チャネル感度抑圧による受信感度劣化とは、隣接チャネル403に強レベルの信号(干渉波: 402)が入力された時、この信号により、高周波アンプ、ミキサなどの回路が飽和し、受信信号401帯域内に非線形歪みを生じて(混変調)、D/I(所望波対干渉波比)が劣化することや、隣接チャネル信号402が、所望波401に重なって感度が劣化することを指す。

【0012】通常隣接チャネル感度抑圧特性は、隣接チャネル周波数にシステムで使用されている変調波を入力した場合に、どの程度まで強入力の干渉波まで受信特性が保たれるかを示すものである。通常受信機では、隣接チャネル感度抑圧特性404として、60~70dBが要求されるため、ダイレクトコンバージョン受信機で

も、この特性を満足するためにはチャネル選択フィルタ210, 211は帯域外減衰量として、70dB以上の特性を備えることが必要となる。ダイレクトコンバージョン受信機では前述のようにチャネル選択フィルタであるSCF、GF310, 311の雑音特性、非線形性が問題になるため、前段のプリフィルタ315, 316において、隣接フィルタ周波数で、利得を与えると共に、隣接チャネルに対して緩やかな減衰特性を持たせ、次段のSCF、GFへの干渉波の入力信号レベルを小さくし、SCF、GFの負担を軽くしておいて、SCF、GFで最終的に急峻な減衰特性でチャネル選択を行っていた。

【0013】さて、通常受信機では、隣接チャネル感度抑圧特性に関して、能動回路素子で生じる非線形歪として2次、3次の歪みが問題になる。通常、混変調は、振幅変調信号を取り扱うシステムにおいて問題となり、周波数変調信号を使用しているシステムにおいてはその影響が少ないので問題にはしない。

【0014】(文献 R.G Meyer, M.J. Shensa, R. Eschenbach: "Cross Modulation and Intermodulation in Amplifiers at High Frequencies" IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. SC-7, NO.1, pp.16-23 February 1972 参照)。

【0015】ここでは、周波数変調信号を対象としているが、周波数変調信号が受信機に入力してから、非線形素子に到達するまでに、何等かの振幅成分を持ってしまうと、混変調歪みを考慮しなければならなくなる。そして、この振幅成分を与える回路ブロックとしては、例えば、RFフィルタ302内のリップル、プリフィルタ315, 316の周波数特性などが挙げられる。図9は、ベースバンドのプリフィルタの周波数特性407で、隣接チャネル信号406が振幅変調成分を持ってしまうことを示した図である。

【0016】隣接チャネルが振幅変調成分を持つと、以降の非線形性により、変調周波数412の整数倍の周波数に歪み出力408が発生する。例えば、システムで使用している周波数変調信号の変調周波数412が1KHzの時には、1KHzの整数倍、すなわち1KHz、2KHz、3KHz...に歪み出力が現れる。また、NRZ(non return to zero)信号で変調した、デジタル周波数変調FSKでは、伝送速度の1/2の矩形波で周波数変調を掛けていることになるので、例えば、システムの伝送速度が2kBPSの場合には、1KHzの整数倍、すなわち1KHz、2KHz、3KHz...に歪み出力が現れることになる。以上の歪み出力は当然、受信感度劣化の原因となる。

【0017】従来ダイレクトコンバージョン受信機では、LO-RF間アイソレーションが完全でない場合に図10、図11の様にローカル発信器503からRFポートに漏れ込んだローカル発振器信号504が、RFフ

フィルタ501などで反射され505、再度ローカル発振器信号とミキサ502でミキシングされ、この時の2信号の位相差が、ベースバンド506で直流出力(DC成分:507)を生じ、後段のベースバンド能動素子511を飽和させるという欠点があった。また、低域の熱雑音508、あるいは $1/f$ 雑音509によって、後段の回路、特に検波器での検波感度が劣化するという問題があった。この問題に対して、特開平2-58948で示されている様に、ミキサ出力にコンデンサを直列に挿入し(ACカップル:510、図6では208、209)、512に示す様に周波数特性を実現することによって、後段の能動素子の飽和を防ぎ、さらに検波器の誤動作を防ぐことができた。

【0018】しかし、ここで使用されるACカップル(直列コンデンサ)は、主に、DC成分、熱雑音、 $1/f$ 雑音を取り除くことを目的としていた。また、従来直列コンデンサは、ベースバンドのフィルタ、アンプなどの段間に挿入されることはあっても、これらはあくまでもDC成分、DC付近の熱雑音、 $1/f$ 雑音を取り除くことが目的であり、図9で説明した様な、隣接チャネル信号や干渉波によって生じる相互変調、混変調出力を減衰させる目的には不十分であった。

【0019】

【発明が解決しようとする課題】この様に、従来のダイレクトコンバージョン受信方式を用いた受信機においては、システムで使用する変調方式として、振幅変調のみならず、周波数変調を使用した場合でも、受信信号が、受信機内で受信帯域の周波数特性によって振幅変調成分を持ってしまった場合に、強入力時に能動フィルタ等で非線形歪み出力が生じ、従来のスーパーヘテロダイン受信機に比べて、非線形歪み特性、特に隣接チャネル感度抑圧特性の仕様を満たすことが難しいという欠点があった。

【0020】この発明はこのような従来の課題を解決するためになされたもので、その目的とするところは、非線形歪みの発生を低減し得る受信機を提供することにある。

【0021】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため、本発明は、デジタルのもしくはアナログ的に振幅変調もしくは周波数変調された高周波信号の中心周波数とほぼ等しい周波数の基準信号を発生するローカル発振器と、該ローカル発振器からの基準信号を位相が相互に直交する第1及び第2の基準信号を得るための移相器と、前記高周波信号と、前記移相器からの第1及び第2の基準信号とをそれぞれミキシングし、第1および第2のベースバンド信号を得るための第1及び第2の周波数変換器と、前記周波数変換器出力を入力信号とする第1及び第2の低域通過フィルタと、前記低域通過フィルタ出力を増幅するための第1及び第2の増幅器と、前記増

幅器出力信号を復調するため復調器とを備えた受信機において、前記第1及び第2の周波数変換器と復調器との間に、低域遮断周波数が、当該無線通信システムで使用される高周波信号をデジタルのもしくはアナログ的に周波数変調する変調信号の周波数と当該通信システムで使用される周波数変調信号の最大周波数偏移周波数との間に設定され、帯域外で所定の減衰量を持つ高域通過フィルタを備えたことが特徴である。

【0022】

【作用】上述の如く構成すれば、主にミキサ、プリフィルタ、アクティブフィルタ、ベースバンドアンプ等で発生する線形歪みが、高域フィルタを挿入することによって減衰される。

【0023】従って、スーパーヘテロダイン方式よりも、強信号入力時の非線形歪み特性が劣化しやすいと考えられていたダイレクトコンバージョン受信機においても、良好な受信特性を得ることが可能となる。

【0024】

【実施例】以下、本発明の実施例を図面に基づいて説明する。図1は本発明が適用された受信機の一実施例を示す構成図である。なお、同図において、RFフィルタ102とRFアンプ103の順序は逆でも良い。

【0025】同図に示す受信機において、ベースバンド信号に発生する非線形歪みは、主に、ミキサ104、107、プリフィルタ115、116、SCFもしくはGF等のアクティブフィルタ110、111、ベースバンドアンプ(リミタ:112、113)などである。

【0026】本発明に於ける受信機では、この様な、非線形回路で生じる能動素子の出力に、高域フィルタを挿入することにより、前記非線形回路で生じた歪みを減衰させるものである。すなわち、ミキサ104、107出力には108、109に示す高域通過フィルタ、プリフィルタ115、116出力には117、118に示す高域通過フィルタ、アクティブフィルタ110、111出力には119、120に示す高域通過フィルタ、ベースバンドアンプ112、113出力には、121、122に示す高域通過フィルタを挿入する。当然、各段の高域通過フィルタはDCカットの役割を兼ね備えている。また、この構成は、以下に述べる所要特性を満足する範囲ならば、108、109、117、118、119、120、121、122のうち、必要でないものは適宜除去しても良い。

【0027】次に、これらのフィルタの所要特性について説明する。

【0028】まず、帯域外減衰量特性に着目する。まず、所定の受信誤り率を満足するための、所望波レベルDと干渉波による歪み出力Uとの関係D/Uを求める必要がある。ここでは、デジタルの周波数変調信号(NRZ-FSK)に対して計算機実験を行った結果について説明を行う。

【0029】図4は、

伝送速度：R

FSKの最大周波数偏移：D

$2 * D / R$ (FSKの変調指数) = 6

として、ダイレクトコンバージョン受信機に対して、干渉波による歪み出力Uの1波を仮定した時の、受信誤り率 10^{-2} を得るための、所望波レベルDと歪み出力Uとの関係D/Uを示した計算結果である。この結果、歪み出力1波が所望波に重なった場合でも、D/Uとしては、3dB以上が必要であることが分かる。従って、歪み出力の次数が高くなり、歪み出力が増すとさらにD/Uが必要となると考えられる。以上のD/Uは、復調器114の入力に於けるD/Uであることに注意する必要がある。

【0030】従って、本発明に於ける高域遮断フィルタは、必ずしも図1に示した部分全てに挿入する必要はなく、復調器前段までの時点で、所要D/Uを満足するように、適宜挿入されていれば良い。尚、ここでは変調指数を6としたが、ごく普通のFSK伝送システムで使用されている変調指数は、通常この値以上であるため、この値(=6)で設計しておけば問題はない。

【0031】さて、高い次数の非線形歪み出力まで減衰させるという観点からは、高域通過フィルタの遮断周波数は高いほうが良いのは明らかである。

【0032】但し、この帯域通過フィルタの遮断周波数高く設定し過ぎると、所望波の信号成分のうちの失われる部分が増えるため、このことによって、逆に、歪み出力のない時に、通常の実感度が劣化することになる。特に、ローカル発振器の周波数オフセットが生じた場合に、所望波の信号成分のうちの失われる部分が大幅に増えるため、受信誤り率の劣化は激しくなる。

【0033】図3は、高域通過・フィルタの遮断周波数の上限について説明するための図であり、高域通過フィルタの遮断周波数を変化させた場合、ローカル発振器の周波数オフセットがあるときの受信誤り率の劣化を示したグラフである。この計算では、干渉波は存在しないものとして計算を行っている。ここで図3の(a)は、高域通過フィルタの遮断周波数が0Hz(理想的な場合)の場合、(b)は高域通過フィルタの遮断周波数をFSKの最大周波数偏移の50%とした時、(c)は75%とした時にローカル発振器の周波数オフセットと受信感度の劣化の様子を示したグラフである。

【0034】図3で(a)の遮断周波数が0Hzの場合には、ローカル発振器周波数オフセットが2R程度になるまで、受信誤り率の劣化が約3dBであるのに対し、(b)では約5dB、(c)では約7dBとなっている。これは、多くの電力(情報)が含まれている最大周波数偏移付近の周波数成分が失われることによる劣化である。以上のことから考えると、高域通過フィルタの遮断周波数の上限は、少なくともシステムで使用されている信号

の最大周波数偏移以下に設定される必要があることが分かる。

【0035】以上に説明した様に、遮断周波数をあまり高く設定すると、受信感度の劣化を生じる。システムで使用されている、伝送速度がRの場合には従来例で述べた様に、歪み出力はR/2の整数倍の周波数に出力するが、一般には図2に示すように、R/2なる周波数に於ける歪み出力が最も大きいので、この歪み出力を減衰させれば十分に使用に耐える場合が多い。これを図2を用いて説明する。ここで601は所望波である。1Kbpsの伝送速度のFSKを使用しているシステムを想定すれば、受信機のベースバンド出力には、500Hz(602)、及びその整数倍の周波数歪み出力が現れる(603, 604)。しかし、ここでの歪み出力レベルは、500Hzのものが主となるので、前述の計算結果から、この500Hzに出力する歪みを、所望波よりも少なくとも3dBだけ減衰させれば良い。

【0036】本発明に於いて、ベースバンドに挿入すべき高域通過フィルタの周波数特性605は、従来のダイレクトコンバージョンで使用されていたACカップル606が直流成分及びその付近の周波数の熱雑音を減衰の目的であったのに対して、歪み出力602, 603, 604を減衰させるのが目的であるという点で異なり、一般に高い遮断周波数が設定される。また、受信機の非線形性の度合いによって、この高域通過フィルタは、単なるACカップルのみで実現することも可能である。

【0037】以上に説明した高域通過フィルタを挿入する効果は、隣接チャネル感度抑圧特性を保つためだけでなく、隣接チャネル以外のシステム内の信号によって生じる混変調歪み出力を減衰させるという点でも同様の効果がある。

【0038】尚、一般に、自システム以外の帯域外の強入力干渉波は、通常数MHz~数百MHz離調しているため、ベースバンドフィルタが非線形歪みを生じる原因とはならず、また、通常RF段の選択性によって除去可能なので、これらの信号の影響は考えなくて良い。

【0039】以上、デジタル周波数変調信号FSKについて説明したが、アナログ信号FMの場合には、ベースバンド帯で、変調信号周波数Fsの整数倍の周波数に歪み出力が現れるので、以上説明したFSKの場合のR/2をFsに変更すれば良い。

【0040】以上の説明では、後段の低域通過フィルタに高域通過フィルタを継続接続していたが、図5に示すごとく、全体を帯域通過フィルタとして実現しても良いことは明らかである。これは、ミキサ904, 907とアクティブフィルタ915, 916の間に、低域通過フィルタと高域通過フィルタを継続接続した回路908, 909を挿入したものである。

【0041】また、本発明は、図1に示すRFアンプ103の後段側に、図12に示す如くのみキサ151、発

振器152を設けた構成の受信機にも適用できるものである。

【0042】

【発明の効果】この様に、本発明による受信機に於いては、従来のダイレクトコンバージョン方式の問題となっていた、ベースバンドでの出力歪みを減衰させることが可能であり、所望波信号が感度レベルの様な微弱信号、干渉波信号が強入力信号の場合でも、ダイレクトコンバージョン方式の利点である受信機の小型化という点を損なうことなく、良好な受信特性が得られるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明が適用された受信機の一実施例を示す構成図である。

【図2】本実施例における高域通過フィルタの説明図である。

【図3】本実施例における高域通過フィルタの説明図である。

【図4】歪み出力の受信感度への影響を説明するための図である。

【図5】本発明の変形例を示す構成図である。

【図6】従来例を示す構成図である。

【図7】従来例を示す構成図である。

【図8】受信機で生じる非線形歪みを説明するための図である。

【図9】受信機で生じる非線形歪みを説明するための図である。

【図10】受信機で生じるDCオフセットを説明するための図である。

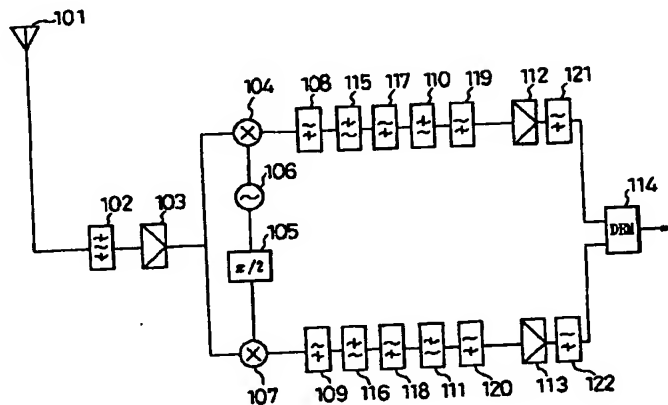
【図11】受信機で生じるDCオフセットを説明するための図である。

【図12】本発明の変形例を示す説明図である。

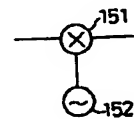
【符号の説明】

- 101 アンテナ
- 102 RFフィルタ
- 103 RFアンプ
- 104 ミキサ
- 108 高域通過フィルタ
- 109 高域通過フィルタ
- 114 検波器
- 117 高域通過フィルタ
- 118 高域通過フィルタ
- 119 高域通過フィルタ
- 120 高域通過フィルタ
- 121 高域通過フィルタ
- 122 高域通過フィルタ

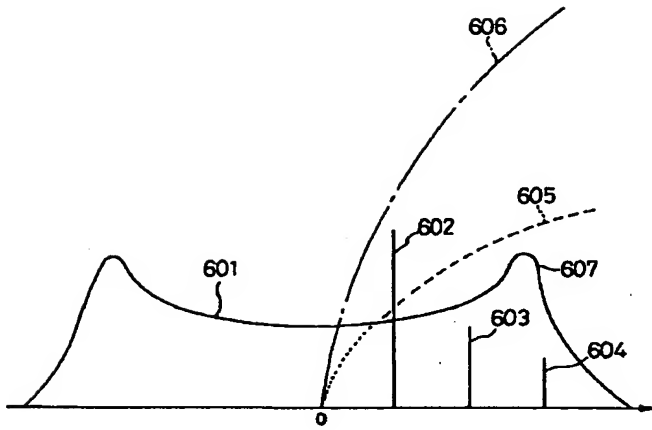
【図1】



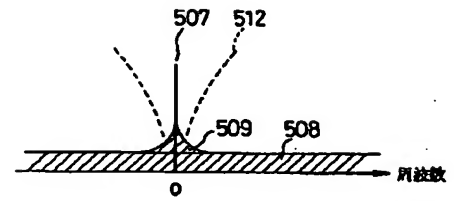
【図12】



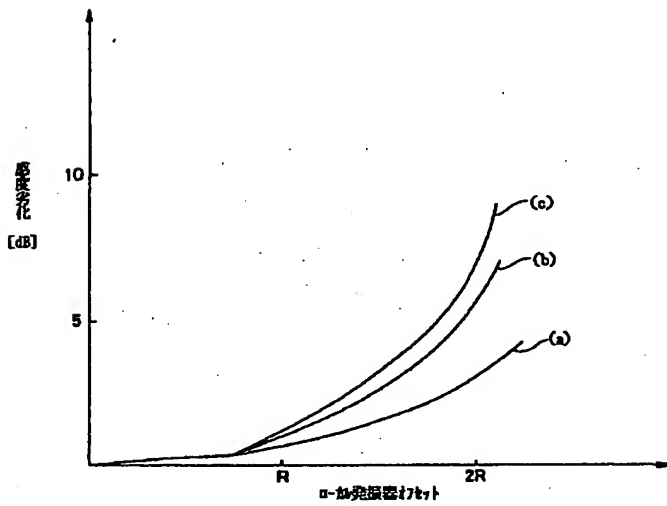
【図2】



【図11】

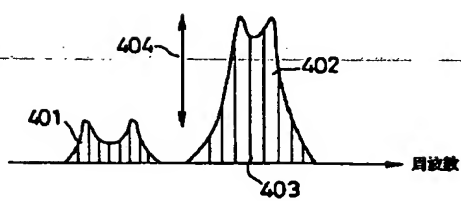


【図3】

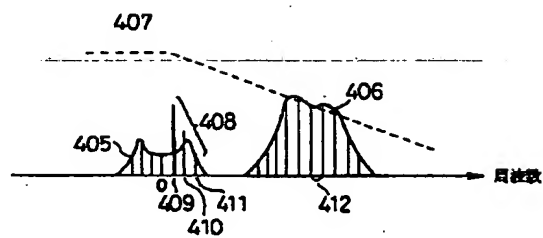


BEST AVAILABLE COPY

【図8】

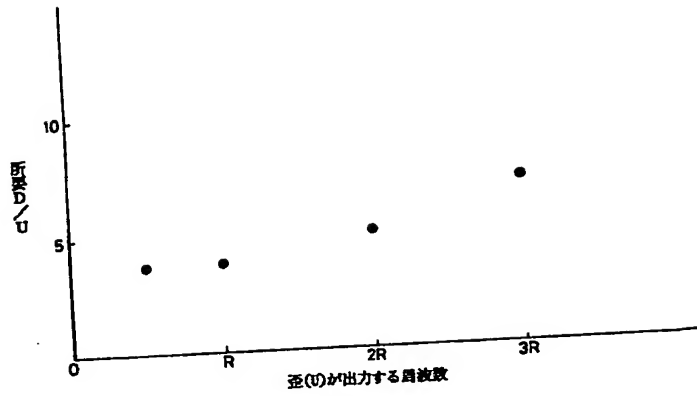


【図9】

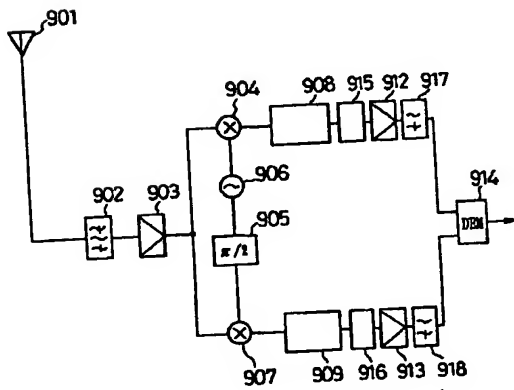


(8)

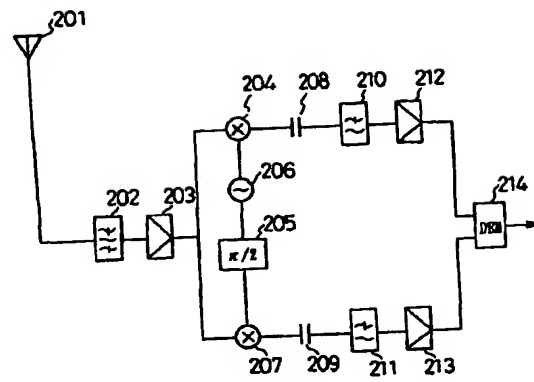
【図4】



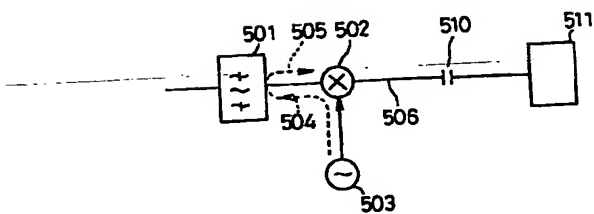
【図5】



【図6】

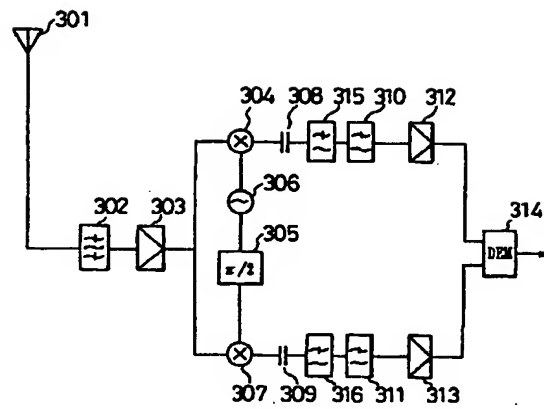


【図10】



201 AVAILABLE COPY

【図7】



BEST AVAILABLE COPY

THIS PAGE BLANK (USPTO)